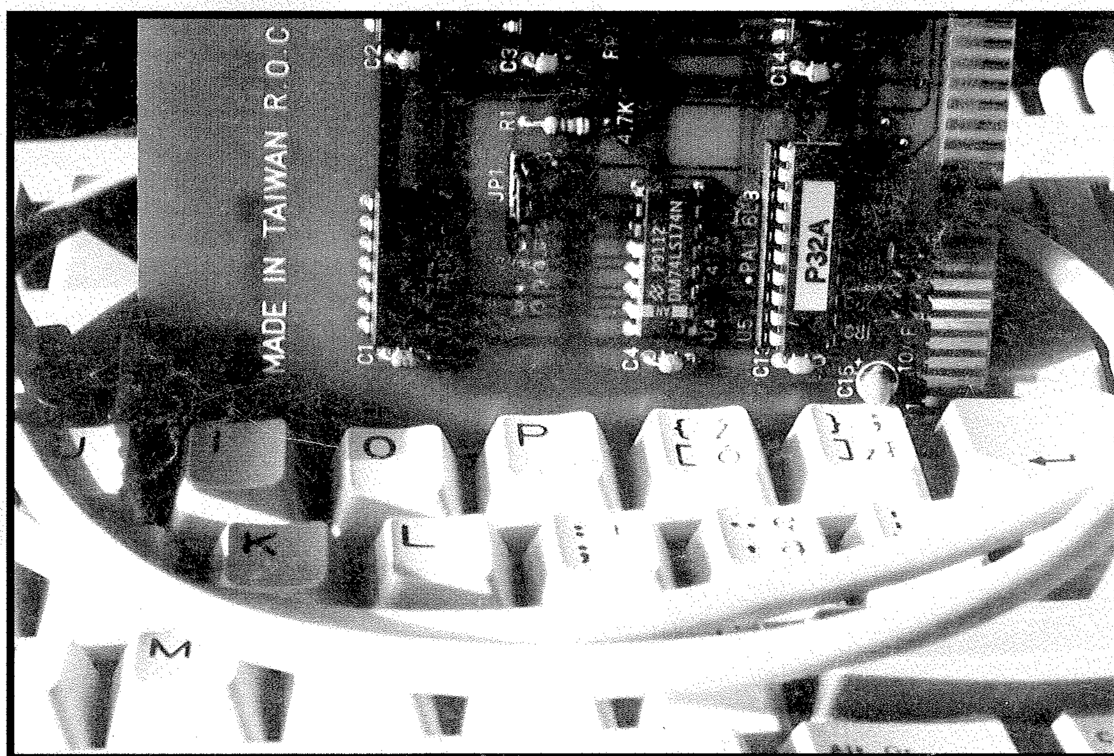
NOWY ELEKTRONIK

miesięcznik elektroników 3/93
cena 10.000 zł
nr ind. 367141

Wytwarzanie i rejestracja dźwięku na IBM-ie ciąg dalszy



Kalibrator kwarcowy



w kioskach
na terenie całego kraju
już
15-go marca 1993 roku

W NUMERZE

NOWY ELEKTRONIK

Miesięcznik 3/1993 (42)
Rok czwarty
Marzec 1993
Nakład 40.000 egz.
Numer zamknięto 26.01.1993
Cena 1 egz. 10.000 zł
Nr ind. 367141

Wydawca
P.W. „ARTCOM"

Adres redakcji:
82-300 Elbląg, ul. Browarna 85
skr. poczt. 100
tel./fax 418-84 wew. 32
tlx 057302

Redagują:
Dariusz Mickiewicz, Wiesława Oleszczuk, Ryszard Świątkowski – red. naczelny

Stali współpracownicy:
Dariusz Bieńkowski, Jarosław Choma, Witold Dąbrowski, Robert Krzysztofek, Andrzej Kusiak, Zbigniew Pędzik, Sławomir Szczęśniewicz, Aleksander Rode, Witold Wrotek

Opracowanie graficzne i DTP
P.W. „ARTCOM"
Mariusz Kołtun
Janusz Mikowisz

Naświetlenia:
P.P.N.H. „EXPLONAFT" Sp. z o.o.
01-685 Warszawa, ul. Stachury 4

Druk:
Grudziądzkie Zakłady Graficzne
Grudziądz, ul. Droga Mazowiecka 23

Redakcja zastrzega sobie prawo dokonywania skrótów oraz adiustacji

Jak Zamieścić Ogłoszenie w Nowym Elektroniku

Aby zamieścić ogłoszenie w N.E. należy przesłać treść ogłoszenia do redakcji na adres P.W. „ARTCOM", redakcja „Nowego Elektronika", skr. poczt. 100, 82-300 Elbląg 1. Po otrzymaniu treści ogłoszenia redakcja prześle rachunek do zleceniodawcy ogłoszenia.

Ceny

– 1 cm² ogłoszenia 10.000 zł
– ogłoszenie drobne do 50 słów 7.000 zł

Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada.

BLANKIET DLA PRENUMERATORÓW

WAŻNY DO 20.03.1993r

Warunki prenumeraty czasopism technicznych wydawanych przez P.W. „ARTCOM"

1. Przyjęcie – wyłącznie na podstawie wpłaty na blankietach wydrukowanych w miesięcznikach: „NOWY ELEKTRONIK", „ELEKTRONIK HOBBY" i „ŚWIAT PC-tów" lub na blankietach bankowych z zaznaczeniem tytułu czasopisma.
2. Dane na blankiecie – dokładny i czytelnie napisany adres zamawiającego.
3. Termin przyjmowania prenumerat – do 20.03.1993r.
4. Wpłaty – zgodnie z podanymi cenami, należy dokonać w bankach lub placówkach pocztowych.

Pokwitowanie dla Banku

zł ...
słownie ...
wpłacający ...
...
dokładny adres

Na rachunek: P.W. „ARTCOM" Elbląg, ul. Browarna 85

B.P. PKO oddział w Elblągu
R-k nr 17516-38276-136

Opłata
zł ...
podpis przyj.
datownik

Pokwitowanie dla Posiadacza r-ku

zł ...
słownie ...
wpłacający ...
...
dokładny adres

Na rachunek: P.W. „ARTCOM" Elbląg, ul. Browarna 85

B.P. PKO oddział w Elblągu
R-k nr 17516-38276-136

Opłata
zł ...
podpis przyj.
datownik

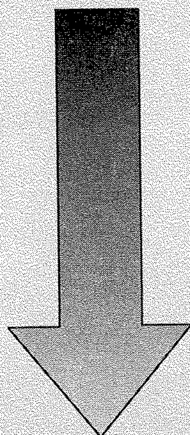
Pokwitowanie dla Wpłacającego

zł ...
słownie ...
wpłacający ...
...
dokładny adres

Na rachunek: P.W. „ARTCOM" Elbląg, ul. Browarna 85

B.P. PKO oddział w Elblągu
R-k nr 17516-38276-136

Opłata
zł ...
podpis przyj.
datownik



Na tej stronie blankietu należy krzyżykiem w odpowiedniej kratce zaznaczyć jaki tytuł i ile egzemplarzy zamierzamy zaprenumerować. Jeżeli jest to nasza pierwsza prenumerata należy to zaznaczyć w odpowiedniej kratce. Prenumerata przyjmowana jest od najbliższego numeru po otrzymaniu kuponu przez redakcję.

Redakcja nie ponosi odpowiedzialności za skutki wynikające z błędnego wypełnienia kuponu.

blankiet ważny do 20.03.1993r

Prenumerata po raz pierwszy	6	3	*Liczba egzemplarzy*
	☐	☐	NOWY ELEKTRONIK
	☐	☐	ELEKTRONIK HOBBY
☐	☐	☐	ŚWIAT PC – tów

blankiet ważny do 20.03.1993r

Prenumerata po raz pierwszy	6	3	*Liczba egzemplarzy*
	☐	☐	NOWY ELEKTRONIK
	☐	☐	ELEKTRONIK HOBBY
☐	☐	☐	ŚWIAT PC – tów

blankiet ważny do 20.03.1993r

Prenumerata po raz pierwszy	6	3	*Liczba egzemplarzy*
	☐	☐	NOWY ELEKTRONIK
	☐	☐	ELEKTRONIK HOBBY
☐	☐	☐	ŚWIAT PC – tów

NOWY ELEKTRONIK

Nowy Elektronik, miesięcznik dla elektroników.
W nim:

- ☆ opisy urządzeń cyfrowych i analogowych do samodzielnego wykonania
- ☆ dane katalogowe układów scalonych

cena 10.000 zł.
objętość 28 stron A4
nakład 40.000 egz.
ukazuje się od 1990 r.

ELEKTRONIK HOBBY

Elektronik Hobby, popularny miesięcznik dla elektroników.
W nim:

- ☆ opisy układów elektronicznych do samodzielnego wykonania przeznaczonych dla domu, szkoły, laboratorium, zakładu
- ☆ katalog elementów półprzewodnikowych
- ☆ aplikacje światowych nowości

cena 10.000 zł.
objętość 28 stron
nakład 71.000 egz.
ukazuje się od 1992 r.

ŚWIAT PC -tów

Świat PC – tów to nowy miesięcznik o oprogramowaniu komputerów osobistych.
W nim między innymi o:

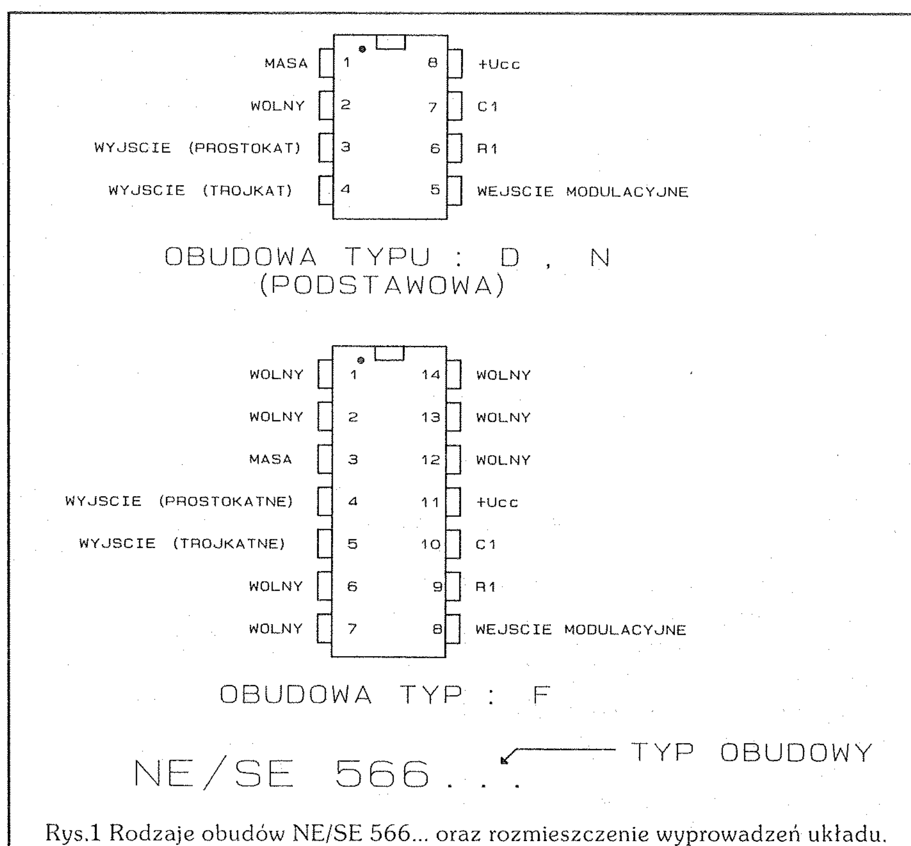
- ☆ systemach
- ☆ popularnych pakietach i aplikacjach
- ☆ pakietach spolszczonych
- ☆ programach polskich
- ☆ nowościach na rynku polskim
- ☆ shareware
- ☆ programowaniu

cena 9.500 zł.
objętość 44 strony A4
nakład 40.000 egz.
ukazuje się od 1993 r.

NE/SE 566 sterowany napięciowo generator funkcji

Prezentowany układ jest oscylatorem RC o dużej stabilności, generującym przebiegi trójkątne i prostokątne w szerokim zakresie częstotliwości: od pojedynczych herców do 1MHz. Generator wyposażony jest w wejście sterujące o dużej rezystancji wewnętrznej przeznaczone do napięciowego oddziaływania na częstotliwość pracy oscylatora. Zależność częstotliwości pracy 566 od napięcia sterującego U_{ST} jest bardzo liniowa i pozwala na bardzo głęboką modulację FM, w stosunku 10:1. Układ posiada więc, wszelkie cechy precyzyjnego VCO. Dwa wyjścia sygnałowe generatora są wzajemnie niezależne i pochodzą od osobnych wzmacniaczy separujących. (Rys.2). Prostota aplikacji, dobre jakościowo parametry generowanych drgań, a zwłaszcza możliwość łatwego przestrajania w szerokim zakresie częstotliwości sprawiają, że NE/SE 566 znajduje zastosowanie w wykonaniach wielu urządzeń i zespołów, np:

- jako VCO w obwodach synchronizacji PLL,
- w generatorach tonowych, sygnałowych i zegarowych, generatorach funkcji,
- jako niskoczęstotliwościowe generatory FM wysokiej klasy,
- do układów transmisji wielokrotnej z podziałem częstotliwości.



Rys.1 Rodzaje obudów NE/SE 566... oraz rozmieszczenie wyprowadzeń układu.

UWAGI DO APLIKACJI:

Podstawowe parametry elektryczne układów NE/SE 566... przedstawione w Tabeli 1 i zilustrowane na Rys.3 a,b wymagają uzupełnienia o informacje wynikające z zaleceń producenta.

1. Zakres napięć U_{ST} podawanych do wejścia modulującego powinien spełniać zależność:

$$3/4\ U_{CC} \leq U_{ST} \leq U_{CC}$$

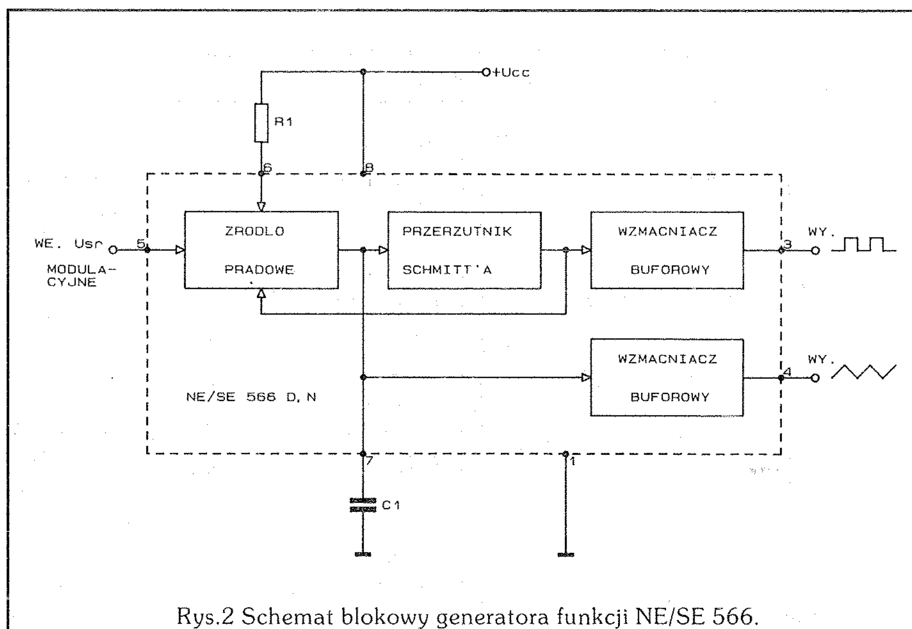
W tym zakresie możliwa skutecyna i nie zniekształcona modulacja częstotliwości pracy. W warunkach statycznych U_{ST} powinno być ustalone za pomocą zewnętrznego dzielnika R2, R3. (Rys.4)

2. Przy założeniu, że wartość rezystora R1 jest zawarta w zakresie od 2kΩ do 20kΩ, częstotliwość pracy oscylatora określa uproszczona zależność:

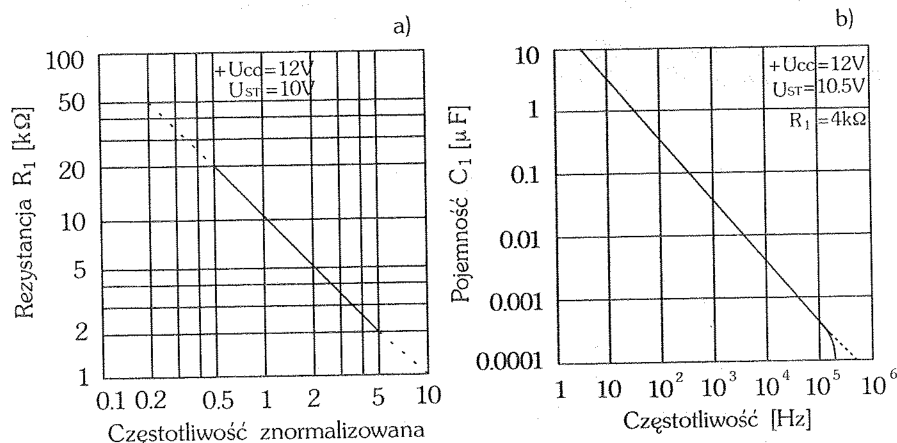
$$f_0 = \frac{2(U_{CC} - U_{ST})}{R_1 C_1 U_{CC}}$$

3. Kondensator 1nF między wyprowadzeniami 5 i 6 zapobiega szkodliwym oscylacjom sterowanego źródła prądowego, stanowiącego trzon generatora 566.

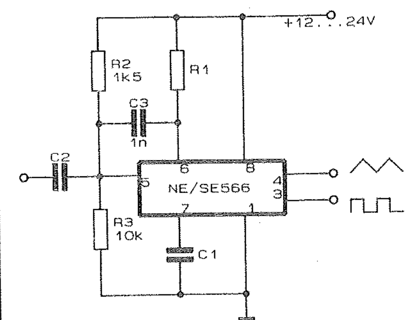
4. Jeżeli zakładamy współpracę



Rys.2 Schemat blokowy generatora funkcji NE/SE 566.



Rys. 3 a,b Zakres stosowania elementów R_1 i C_1 w relacjach do częstotliwości pracy generatora.



Rys.4 a) Podstawowy układ aplikacyjny 566 zasilany niesymetrycznie.

VCO z układami techniki cyfrowej, poprzez wyjście sygnału prostokątnego (3), to musimy zastosować zasilanie symetryczne. Przy sterowaniu układów DTL i TTL celem zapewnienia prądu wypływającego powyżej 1mA, konieczne jest połączenie wyjścia 3 z ujemnym źródłem zasilania rezystorem 5kΩ. Przy sterowaniu układów TTL o obciążalności ›1 (przerzutniki, kilka bramek) zasadniczo stosowany jest tranzystor zewnętrzny połączony jak na Rys.4b.

PRZYKŁADY ZASTOSOWAŃ

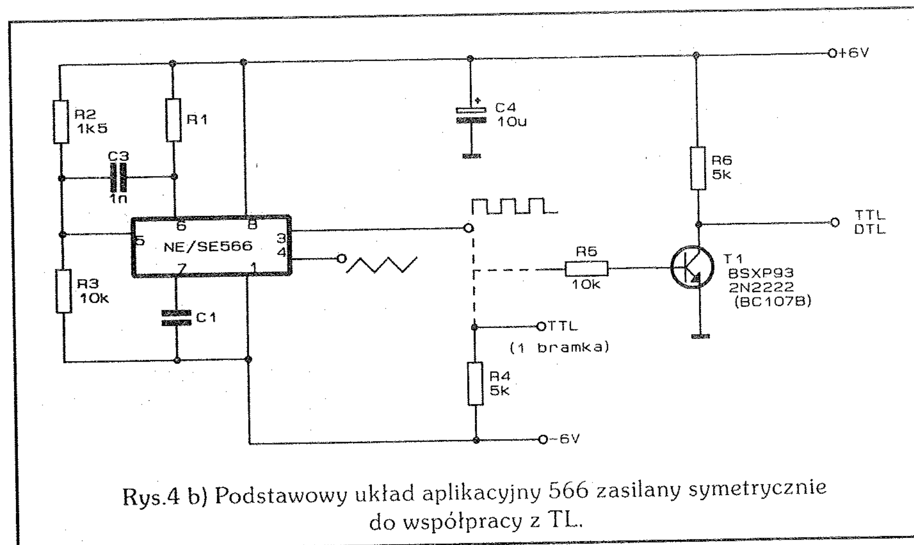
1. Generatory fali piłokształtnej przedstawione na Rys.5 są modyfikacją podstawowej aplikacji z Rys.4. Elementy dodatkowe z udziałem zewnętrznego tranzystora, umożliwiają kluczowanie przyspieszające proces ładowania (Rys.5a) lub rozładowania (Rys.5b) kondensatora C_1. Pozwala to istotnie zmieniać kształt sygnału wyjściowego oscylatora. Okres drgań niesymetrycznych T możemy określić z zależności:

$$T = \frac{1}{2f_0} = \frac{R_1 C_1 U_{CC}}{5(U_{CC}-U_{ST})}$$

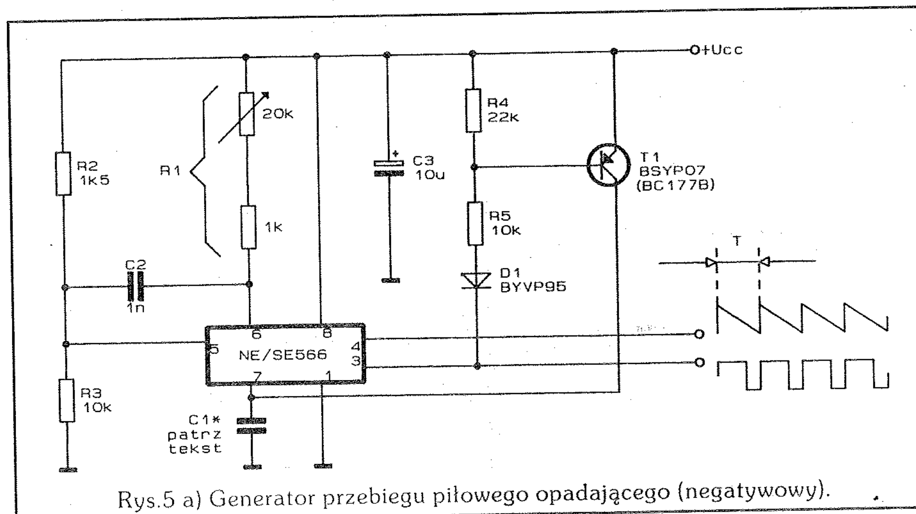
2. Konwerter "piła–sinus".

Konwersja przebiegu trójkątnego na sinusoidalny klasycznie była realizowana metodą stopniowej aproksymacji.

Narzędziem były mostki rezystorowo diodowe łączone stopień po stopniu, od których liczby zależna była dokładność aproksymacji. Przedstawiona na Rys.6 propozycja nie jest zbyt skomplikowana w relacji z jakością realizowanej



Rys.4 b) Podstawowy układ aplikacyjny 566 zasilany symetrycznie do współpracy z TL.



Rys.5 a) Generator przebiegu piłowego opadającego (negatywowy).

przemiany. Przetwornik pozwala ształtować falę sinusoidalną obarc ną zniekształceniami mniejszymi 2%.

Wykorzystana została nieliniow charakterystyki przewodzenia I_{SD} x tranzystora polowego FET z kanał typu P.

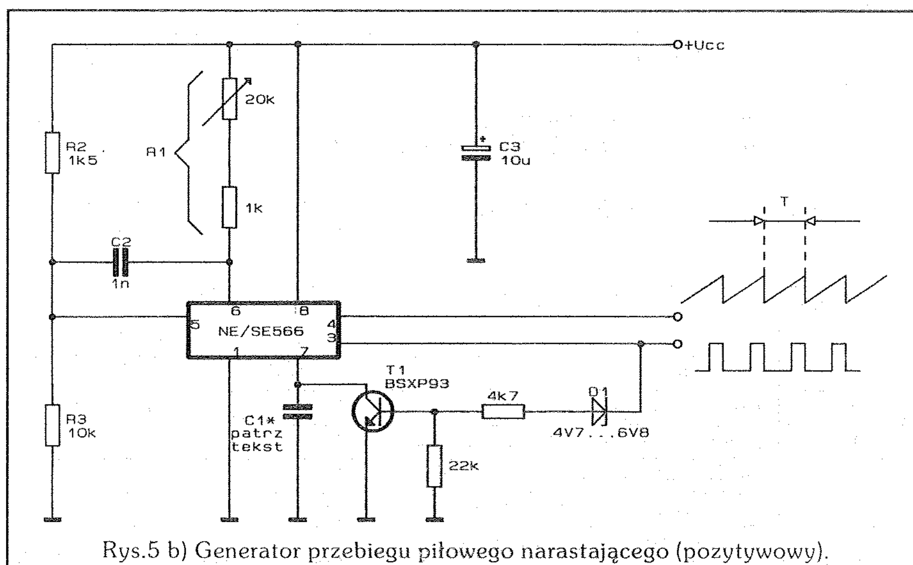
Dla prawidłowej pracy układu k tyczna jest wartość amplitudy sygn trójkątnego, zasilającego element n liniowy. W tym celu zastosow wzmacniacz o dużej liniowości, wy sażony w regulator wzmocnienia (F symetrii przebiegu trójkątnego (I Uzyskanie odpowiedniego zap

amplitudy i liniowości wymagało dodatkowego ujemnego zasilania stopnia końcowego. W zależności od charakterystyki zastosowanych elementów półprzewodnikowych, a zwłaszcza T3, należy przeprowadzić regulację pod względem minimalizacji zniekształceń przebiegu sinusoidalnego określonych poziomem harmonicznych.

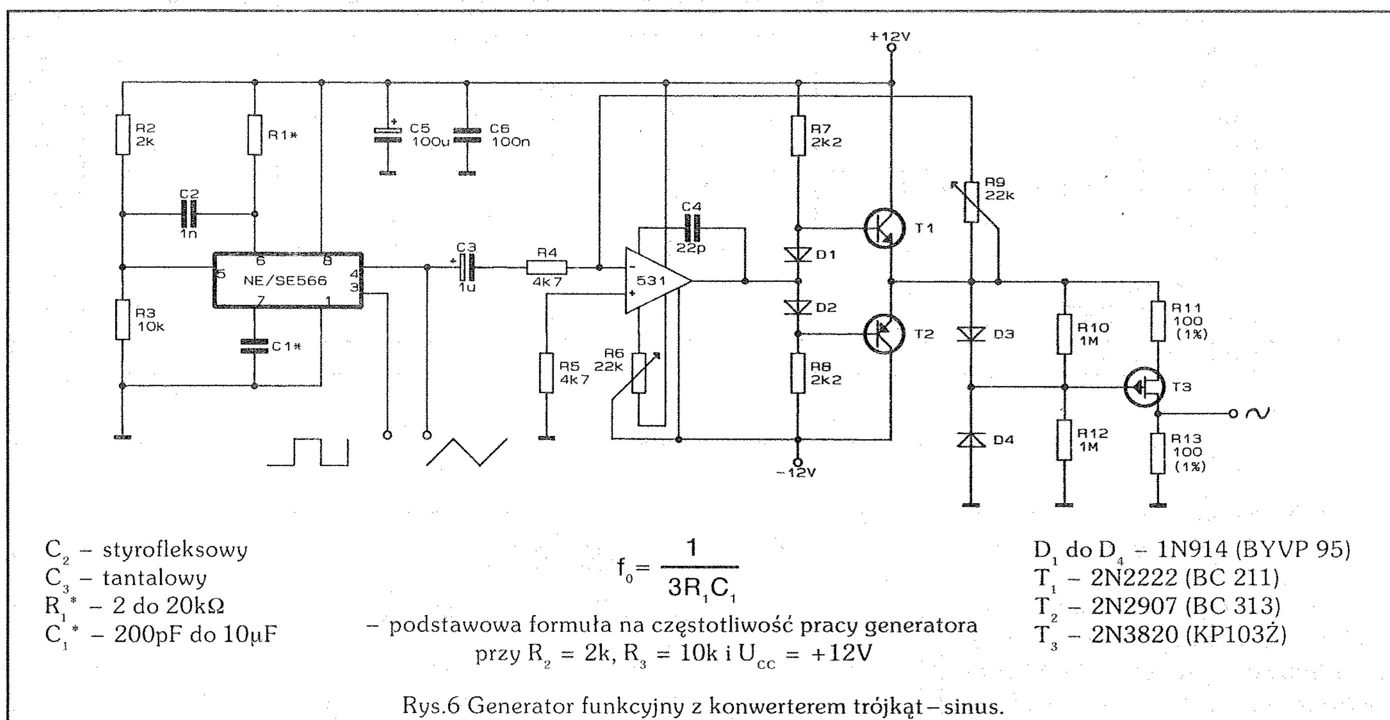
Zastosowanie elementów zastępczych może utrudniać uzyskanie odpowiedniej jakości przemiany.

3. Generatory z modulacją FM.

Zaprezentowane na Rys.7 generatory FM pozwalają na pracę z częstotliwością środkową do



Rys.5 b) Generator przebiegu piłowego narastającego (pozytywowy).



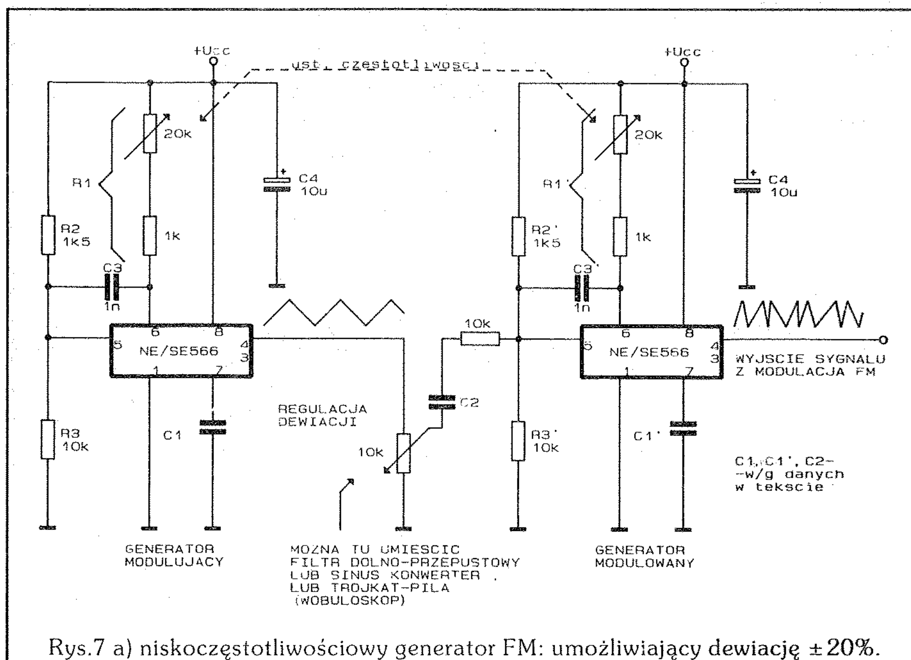
C_2 – styrofleksowy
C_3 – tantalowy
$R_1{}^*$ – 2 do 20kΩ
$C_1{}^*$ – 200pF do 10μF

$$f_0 = \frac{1}{3R_1C_1}$$

– podstawowa formuła na częstotliwość pracy generatora przy R_2 = 2k, R_3 = 10k i U_{CC} = +12V

D_1 do D_4 – 1N914 (BYVP 95)
T_1 – 2N2222 (BC 211)
T_2 – 2N2907 (BC 313)
T_3 – 2N3820 (KP103Ż)

Rys.6 Generator funkcyjny z konwerterem trójkąt–sinus.



Rys.7 a) niskoczęstotliwościowy generator FM: umożliwiający dewiację ±20%.

0.5MHz. W obydwu wariantach, pierwszy od lewej strony generator pełni rolę źródła sygnału modulującego F_M, natomiast drugi jest modulowanym częstotliwościowo generatorem częstotliwości środkowej (nośnej chwilowej) f_0. Zasadniczo dla spełnienia warunków modulacji FM wymagane jest aby:

$$F_M \ll f_0$$

W zakresie częstotliwości akustycznych eksperymentowanie z dowolnymi relacjami F_M i f_0 jest źródłem interesujących efektów dźwiękowych.

Elementy C_1 i R_1 należy dobrać w oparciu o zależność:

$$f_0 = \frac{1}{3R_1C_1}$$

Tabela 1

PARAMETRY GRANICZNE

U_{CC} napięcie zasilające: max 26V

U_{ST} Napięcie wejściowe, sterujące: $3V_{PP}$

T_0 Zakres temperatur pracy: NE 566 0 do+70°C
SE 566 −55 do +125°C

CHARAKTERYSTYKA ELEKTRYCZNA /T_0=25°C, V_{CC}=12V

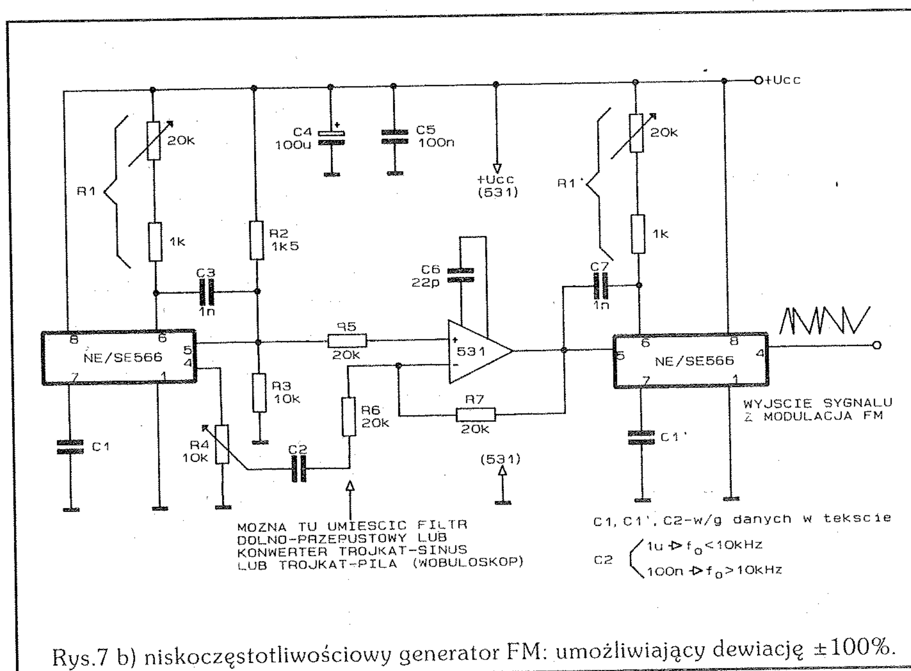
SYMBOL	PARAMETR	NE566 MIN.	NE566 TYP.	NE566 MAX.	SE566 MIN.	SE566 TYP.	SE566 MAX.	JEDNOSTKA
U_{CC}	Napięcie zasilające	12		24	12		24	V
I_{CC}	Prąd zasilania		7	12.5		7	12.5	mA
f_{max}	Maksymalna częstotliwość pracy		1			1		MHz
	Dryft częstotliwości od nap. U_{CC}		0.1			0.2	2	%/V
	Impedancja wejścia sterującego		1			1		MΩ
	Zniekształcenia FM (dewiacja ±10%)		0.2	0.75		0.4	1.5	%
	Maksymalna zdolność przemiatania		1			1		MHz
	Zakres przemiatania		10:1			10:1		
	Wyjście przebiegu trójkątnego:							
	impedancja		50			50		
	napięcie	1.9	2.4		1.9	2.4		
	liniowość		0.2			0.5		
	Wyjście przebiegu prostokątnego:							
	impedancja		50			50		
	napięcie	5	5.4		5	5.4		
	współczynnik wypełnienia	45	50	55	40	50	60	
t_R	czas narastania		20			20		
t_F	czas opadania		50			50		

oraz wykresy $f(R_1)$ i $f(C_1)$ z (Rys.3)

Układ wykonywany jest w obudowach 8 i 14−sto wyprowadzeniowych, plastykowych o typowych wymiarach i rastrze wyprowadzeń 2.54mm. Obudowy 8−mio wyprowadzeniowe są wykonaniami podstawowymi i takich obudów dotyczą opisy numeracji końcówek US: NE/SE 566 przedstawione na schematach aplikacyjnych.

Opracowano na podstawie: ″SIGNETICS″ − LINEAR DATA MANUAL.
Źródło zaopatrzenia: np. F−ma TME z Łodzi.

Sławomir Szczęśniewicz



Rys.7 b) niskoczęstotliwościowy generator FM: umożliwiający dewiację ±100%.

Najbardziej popularne scalone stabilizatory napięcia stałego firmy Texas Instruments cz. III

Seria μA 78XX

Są to trójkońcówkowe, monolityczne, scalone stabilizatory napięcia dodatniego charakteryzujące się następującymi właściwościami:
* prąd wyjściowy do 1.5A
* wewnętrzne zabezpieczenie przed przegrzaniem
* nie są wymagane dodatkowe elementy zewnętrzne
* zdolność rozproszenia dużej mocy
* wewnętrzne ograniczenie prądu zwarcia
* zabezpieczenie bezpiecznego obszaru pracy tranzystora wyjściowego
* zastępowalne wprost przez serię μA 78XX produkowaną przez firmę Fairchild

Tabela 1
Maksymalne parametry eksploatacyjne.

		μA 78XX C	Jedn.
Napięcie wejściowe	μA 7824 C	40	V
	pozostałe	35	V
Maksymalna moc rozpraszana przy temp. otoczenia 25°C		2	W
Maksymalna moc rozpraszana przy temp. obudowy 25°C (lub niżej)		15	W
Zakres temperatur pracy		0 do 150	°C
Zakres temperatur przechowywania		−65 do 150	°C
Temperatura lutowania (10s)		260	°C

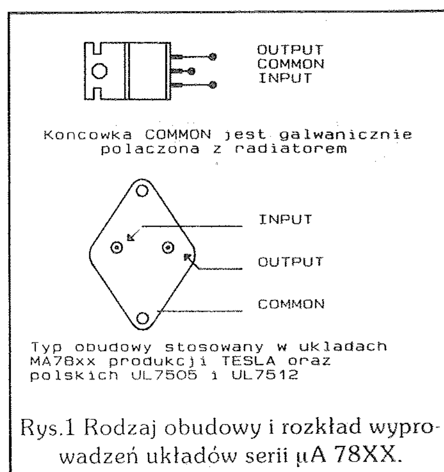
Tabela 2
Zalecane warunki pracy

		Min.	Max.	Jedn.
Napięcie wejściowe, V_I	μA 7805 C	7	25	V
	μA 7806 C	8	25	
	μA 7808 C	10.5	25	
	μA 7885 C	10.5	25	
	μA 7810 C	12.5	28	
	μA 7812 C	14.5	30	
	μA 7815 C	17.5	30	
	μA 7818 C	21	33	
	μA 7824 C	27	38	
Prąd wyjściowy, I_0			1.5	A
Temperatura pracy złącza, T_J		0	125	°C

Tabela 3
Przykład: Parametry elektryczne układu μA 7812 C w określonej temperaturze złącza, V_I = 19V, I_0 – 500mA (o ile nie podano inaczej)

Parametr	Warunki pomiaru *		μA 7812C Min	Typ	Max	Jedn.
Napięcie wyjściowe		25°C	11.5	12	12.5	V
	I_0 = 5mA do 1A V_I = 14.5V do 27V P ≤ 15W	0°C do 125°C	11.4		12.6	V
Stabilizacja wejścia	V_I = 14.5V do 30V	25°C		10	240	mV
	V_I = 16V do 22V			3	120	mV
Tłumienie tętnień	V_I = 15V do 25V f = 120Hz	0°C do 125°C	55	71		dB
Stabilizacja wyjścia	I_0 = 5mA do 1.5A	25°C		12	240	mV
	I_0 = 250mA do 750mA			4	120	mV
Rezystancja wyjśc.	f = 1kHz	0°C do 125°C		0.018		Ω
Niestabilność termiczna nap. wyj.	I_0 = 5mA	0°C do 125°C		-1.0		mV/°C
Wyjściowe napięcie szumów	f = 10Hz do 100kHz	25°C		75		μV
Minimalne napięcie różnicowe wej – wyj.	I_0 = 1A	25°C		2.0		V
Różnica między prądem wej. i wyj.		25°C		4.3	8	mA
Zmiany różnicy między prądem wej. i wyj.	V_I = 14.5V do 30V	0°C do 125°C			1	mA
	I_0 = 5mA do 1A				0.5	mA
Wyjściowy prąd zwarcia		25°C		550		mA
Pik prądu wyj.		25°C		2.2		A

* wszystkie parametry są mierzone z kondensatorem podłączonym równolegle do wejścia o wartości 0.33μF oraz kondensatorem o wartości 0.1μF podłączonym równolegle do wyjścia.



Rys.1 Rodzaj obudowy i rozkład wyprowadzeń układów serii µA 78XX.

W skład tej serii wchodzą układy o następujących napięciach wyjściowych:

5V – µA 7805 C
6V – µA 7806 C
8V – µA 7808 C
8.5V – µA 7885 C
10V – µA 7810 C
12V – µA 7812 C
15V – µA 7815 C
18V – µA 7818 C
24V – µA 7824 C

Wszystkie układy tej serii firmy Texas Instruments mają obudowę typu TO–220AB (KC) pokazaną na Rys.1

Seria µA 78LXX

Są to trójkońcówkowe, monolityczne, scalone stabilizatory napięcia dodatniego charakteryzujące się następującymi cechami:

* prąd wyjściowy do 100mA
* nie są wymagane dodatkowe elementy zewnętrzne
* wewnętrzne zabezpieczenie

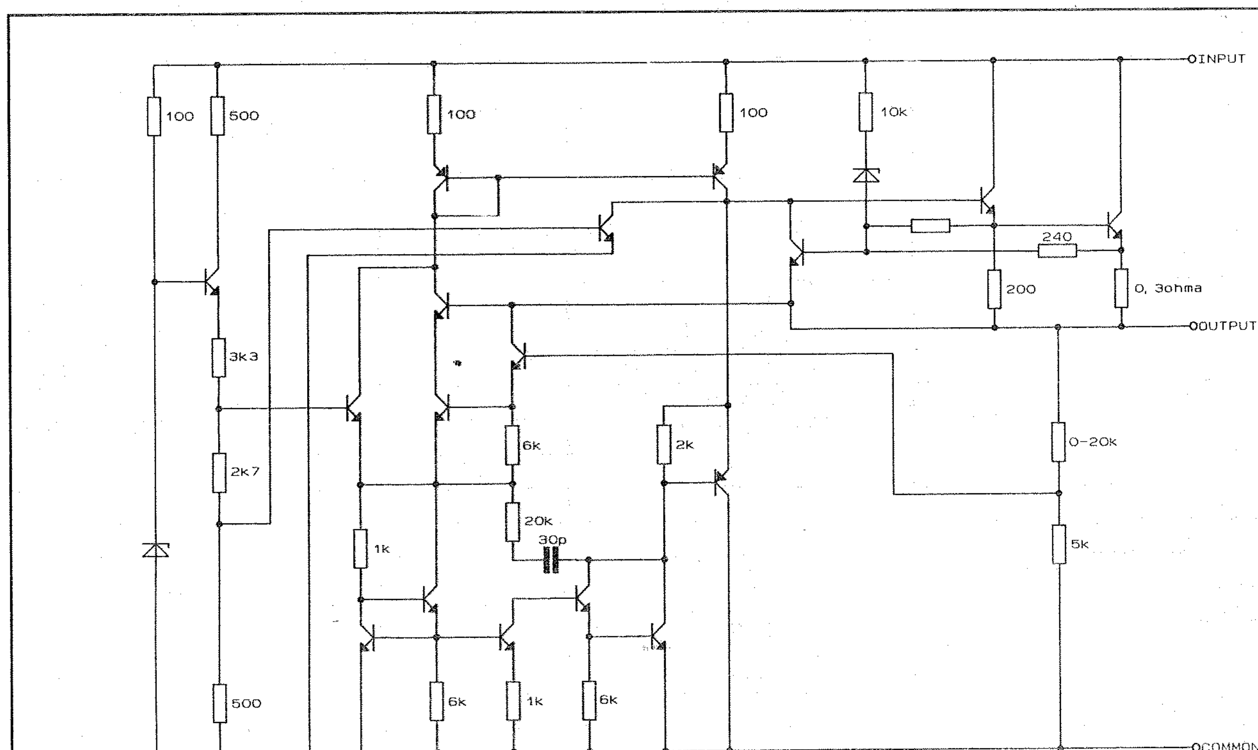
Tabela 4

Nominalne napięcie wyjściowe	5% tolerancja napięcia wyj.	10% tolerancja napięcia wyj.
2.6 V	µA 78L02AC	µA 78L02C
5 V	µA 78L05AC	µA 78L05C
6.2 V	µA 78L06AC	µA 78L06C
8 V	µA 78L08AC	µA 78L08C
9 V	µA 78L09AC	µA 78L09C
10 V	µA 78L10AC	µA 78L10C
12 V	µA 78L12AC	µA 78L12C
15 V	µA 78L15AC	µA 78L15C

Tabela 5

Maksymalne parametry eksploatacyjne.

		µA 78L02AC, µA 78L02C do µA 78L10AC, µA 78L10C	µA 78L12AC, µA 78L12C, µA 78L15AC, µA 78L15C	Jedn.
Napięcie wejściowe		30	35	V
Maksymalna moc rozpraszana w temp. otoczenia 25°C	obudowa D	833	833	mW
	obudowa LP	775	775	mW
Maksymalna moc rozpraszana przy temp. obudowy 25°C (lub niższej)		1600	1600	mW
Zakres temperatur pracy		0° do 150	0 do 150	°C
Zakres temperatur przechowywania		–65 do 150	–65 do 150	°C
Temperatura lutowania (10s)		260	260	°C

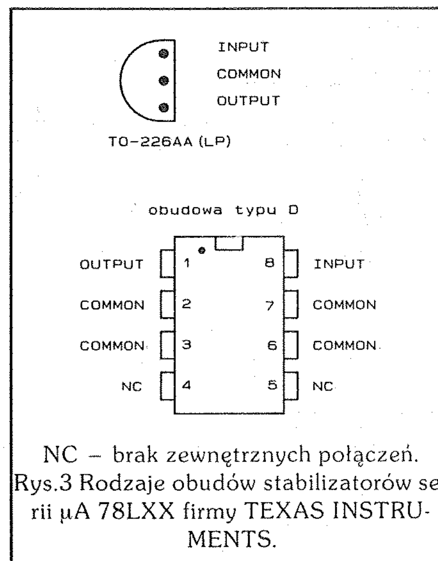


Rys.2 Schemat wewnętrzny stabilizatorów serii µA 78XX firmy TEXAS INSTRUMENTS.

Tabela 6

Zalecane warunki pracy.

		Min	Max	Jedn.
Napięcie wejściowe V_I	µA 78L02C, µA 78L02AC	4.75	20	V
	µA 78L05C, µA 78L05AC	7	20	
	µA 78L06C, µA 78L06AC	8.5	20	
	µA 78L08C, µA 78L08AC	10.5	23	
	µA 78L09C, µA 78L09AC	11.5	24	
	µA 78L10C, µA 78L10AC	12.5	25	
	µA 78L12C, µA 78L12AC	14.5	27	
	µA 78L15C, µA 78L15AC	17.5	30	
Prąd wyjściowy I_0			100	mA
Temperatura pracy złącza T_J		0	125	°C



NC – brak zewnętrznych połączeń.
Rys.3 Rodzaje obudów stabilizatorów serii µA 78LXX firmy TEXAS INSTRUMENTS.

Tabela 7

Przykład: Parametry elektryczne układów µA 78L09AC, µA 78L09C w określonej temperaturze złącza, V_I = 16V, I_0 = 40mA (o ile nie podano inaczej)

Parametr	Warunki pomiaru *		µA 78L09AC Min	Typ	Max	µA 78L09 C Min	Typ	Max	Jedn.
Napięcie wyjściowe		25°C	8.6	9	9.4	8.3	9	9.7	V
	V_I = 12V do 24V	0°C do 125°C	8.55		9.45	8.1		9.9	V
	I_0 = 1mA do 40mA								
	I_0 = 1mA do 70mA		8.55		9.45	8.1		9.9	V
Stabilizacja wejścia	V_I = 12V do 24V	25°C		45	175		45	225	mV
	V_I = 13V do 24V			40	125		40	175	mV
Tłumienie tętnień	V_I = 13V do 24V f = 120Hz	25°C	37	45		36	45		dB
Stabilizacja wyjścia	I_0 = 1mA do 100mA	25°C		19	90		19	90	mV
	I_0 = 1mA do 40mA			11	40		11	40	mV
Wyjściowe napięcie szumów	f = 10Hz do 100kHz	25°C		58			58		µV
Minimalne napięcie różnicowe wej–wyj.		25°C		1.7			1.7		V
Różnica między prądem wej i wyj.		25°C		4.1	6		4.1	6	mA
					5.5			5.5	mA
Zmiany różnicy między prądem wej i wyj.	V_I = 13V do 24V	0°C do 125°C			1.5			1.5	mA
	I_0 = 1mA do 40mA				0.1			0.2	mA

* Wszystkie parametry są mierzone z kondensatorem podłączonym równolegle do wejścia o wartości 0.33µF oraz kondensatorem o wartości 0.1µF podłączonym równolegle do wyjścia.

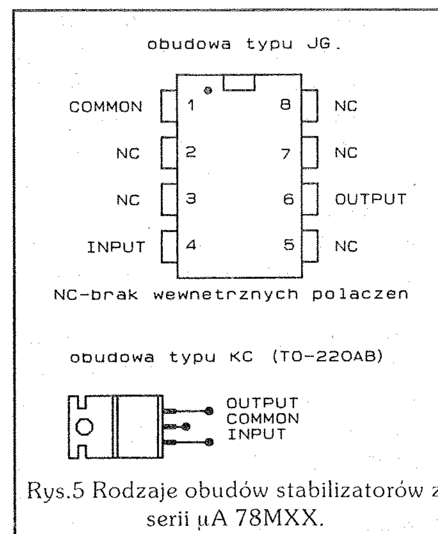
przed przegrzaniem
* zdolność rozproszenia niezwykle dużej mocy
* wewnętrzne ograniczenie prądu zwarcia
* zastępowalne wprost przez serię µA 78LXX produkowaną przez firmę Fairchild.

W skład tej serii wchodzą układy o napięciach wyjściowych pokazanych w Tabeli 4.

Wszystkie układy tej serii firmy TEXAS INSTRUMENTS mają obudowy typu TO–226 AA (tak jak np. tranzystory BC 237) oraz obudowy typu D 8–nóżkowe do montażu powierzchniowego (Rys.3).

Seria µA 78MXX

Stabilizatory tej serii mają podobne właściwości do stabilizatorów serii µA 78XX, przy czym prąd wyjściowy osiąga wartość do 500mA i są one wprost zastępowalne przez serię µA 78MXX firmy Fairchild oraz LM 78MXX i LM 341 firmy National. Również ich budowa wewnętrzna nie odbiega znacznie od budowy układów serii µA 78XX.



Rys.5 Rodzaje obudów stabilizatorów z serii µA 78MXX.

Tabela 8

Nominalne napięcie wyj.	Temp. pracy −55°C do 150°C	Temp. pracy 0°C do 125°C
5V	μA 78M05M	μA 78M05C
6V	μA 78M06M	μA 78M06C
8V	μA 78M08M	μA 78M08C
10V	μA 78M10M	μA 78M10C
12V	μA 78M12M	μA 78M12C
15V	μA 78M15M	μA 78M15C
20V		μA 78M20C
24V		μA 78M24C
Typ obudowy	I_G	K_C

Tabela 8 pokazuje jakie stabilizatory wchodzą w skład tej serii.

ciąg dalszy w następnym numerze

Jolanta Dąbrowska

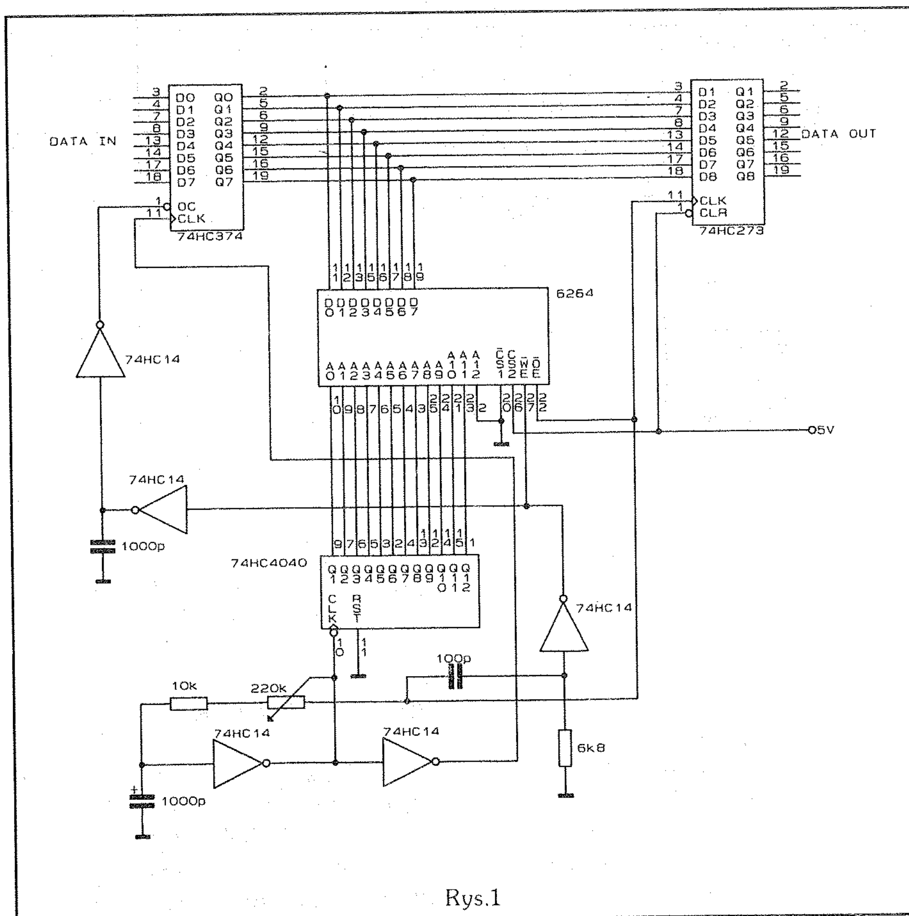
Cykliczny bufor RAM jako generator opóźnień

Obwód z Rys.1 wytwarza opóźnienia w transmisji liczb 8-bitowych. Opóźnienie każdej liczby równa się całkowitej liczbie lokacji pamięci RAM podzielonej przez częstotliwość zegara

$$T = \frac{2^L}{f_C}$$

W przypadku elementów o wartościach jak na rysunku, zakres opóźnień wynosi 8.2ms do 820ms, zależnie od prędkości zegara. 300-ns czas dostępu pamięci 6264 ogranicza częstotliwość zegara do 2MHz. Ponieważ zastosowana pamięć jest statyczna, to nie ma dolnej granicy częstotliwości.

Układ 6264 (8k x 8 bit) działa jako cykliczny bufor. Generator na 74HC14 daje regulowaną częstotliwość zegarową dla licznika adresów 74HC4040. Licznik adresów w sposób cykliczny przebiega wszystkie adresy pamięci. Dwufazowy zegar koordynuje również wejście i wyjście buforów. Układ opóźniający RC w linii WE pamięci i linii OC wejściowego bufora danych 74HC374 powoduje, że obwód odczyta i wyśle poprzez bufor wyjściowy 74HC273 najpierw zawartość poszczególnych lokacji pamięci, a następnie wpisze zawartość bufora wejściowego do



Rys.1

pamięci. Proces ten jest powtarzany dla każdej lokacji pamięci. W ten sposób obwód trzyma dane do chwili wykonania przez licznik pełnego cyklu.

Opracowano na podstawie: EDN 3/92

Robert Krzysztofe

Wykorzystanie uproszczonej modulacji delta do rejestracji i wytwarzania dźwięku na komputerze IBM PC cz. II

```
uses crt ,dos;
const roz=64000; { rozmiar bufora danych }
   bit:array[0..7] of byte=(128,64,32,16,8,4,2,1); { maski bitów
                       w bajcie }
type typ=array[1..roz] of byte;
var f:file;
  i ,j:longint;
  videoa ,de ,di ,sr ,k ,s:word;
  b ,ii ,y ,x ,y1:byte;
  n:string[64];
  a:typ;
  czy ,onl:boolean;
procedure wezklw; { czyszczenie bufora klawiatury }
var z:char;
begin
 while keypressed do z:=readkey;
end;
procedure wskaz(y:byte); { rysuj miejsce na słupek wskazujący na stan
        wypełnienia bufora programu danymi jednobitowymi }
begin
 gotoxy(9,y);write('>',' ':60,'<');
end;
procedure goxy(x ,y:byte;z:char); { rysuj słupek wskazujący na stan
        wypełnienia bufora programu danymi jednobitowymi ... }
begin
 mem[videoa:160*(y-1)+2*(x-1)]:=ord(z); { szybko do pamięci obrazu }
end;
begin { program główny }
 clrscr;
 if mem[$0:$449]=7 then videoa:=$b000 else videoa:=$b800; { adres
            pamięci obrazu w trybie tekstowym }
 if paramstr(1)<>'' then { czytać dane z pliku ? }
 begin
  czy:=true;
  n:=paramstr(1);
  assign(f ,n);
  reset(f ,1);
  if filesize(f)>roz then j:=roz else j:=filesize(f);
  blockread(f ,a ,j);
  close(f);
 end
 else czy:=false;
 writeln('Wysylanie danych na glosnik');
 { zadaj tempo odczytu/odtwarzania dźwięku i jego głośność }
 write('Zadaj opoznienie 0..n > ');readln(de);
 write('Zadaj czestotliwosc nosna 1000..30000 > ');readln(sr);
 y1:=wherey;
 di:=roz div 60; { 60KB bufor dzielimy na 60 części dla sterowania
        rysowaniem słupka sygnalizującego wypełnienie
        bufora programu danymi jednobitowymi }
 sound(sr); { ustaw zadaną częstotliwość nośną }
 x:=9;
 y:=13;
 wskaz(y); { pozycjonowanie słupka }
 if czy then { odtwarzanie danych z pliku ? }
 begin
  i:=1;
  repeat
   b:=a[i];
   for ii:=0 to 7 do
   begin
    if b and bit[ii]<>0 then port[$61]:=3 or port[$61]
    else port[$61]:=port[$61] and $fc;
    for k:=1 to de do;
   end;
   inc(i);
   inc(s);
   if s>di then { nowy fragment słupka }
   begin
    x:=x+1;s:=0;
   end;
   goxy(x ,y ,'*'); { rysuj fragment słupka }
  until keypressed or (i>j);
  nosound;
 end
 else
 begin { czy akwizycja z ewentualnym odtwarzaniem dźwięku }
  ii:=0;
  b:=0;
  j:=1;
  onl:=false; { bez jednoczesnego odtwarzania }
  repeat
   if (port[$3fe] and $10)<>0 then
   begin
    if onl then port[$61]:=3 or port[$61];
    b:=b or bit[ii];
   end
   else
   begin
    if onl then port[$61]:=port[$61] and $fc;
    b:=b;
   end;
   for k:=1 to de do;
   inc(ii);
   if ii>7 then
   begin
    a[j]:=b;
    inc(j);
    inc(s);
    b:=0;
    ii:=0;
   end;
   if s>di then
   begin
    x:=x+1;
    s:=0;
   end;
   goxy(x ,y ,'*');
  until keypressed or (j>roz);
  wezklw;
  nosound;
  gotoxy(1 ,y1);
  n:=''; { ewentualny zapis do pliku zebranych danych }
  write('Zapis danych do pliku o nazwie , (Enter nie) : ');
  readln(n);
  if n<>'' then
  begin
   assign(f ,n);
   rewrite(f ,1);
   j:=j-1;
   blockwrite(f ,a ,j);
   close(f);
  end;
 end;
 wezklw;
end.
```

Wydruk 2. Program dla akwizycji i odtwarzania danych jednobitowych.

7. Ulepszony sposób rejestracji i odtwarzania dźwięku

W celu uzyskania podczas odtwarzania dźwięku na głośniku przy wykorzystaniu uproszczonej modulacji delta dźwięku wysokiej jakości należy wykorzystać synchroniczną (jak najbardziej równomierną) metodę wysyłania danych na głośnik, a czego nie zapewnia zastosowanie wysyłania danych w prostej pętli programowej. Oczywiście, należało by także wykorzystać podobnie zbudowaną procedurę do akwizycji danych z przetwornika z modulację delta. Uzyskamy wtedy bardzo wysoką jakość dźwięku (jak na mały głośnik komputera i prostą aplikację użytkową). Dużą częstotliwość wywołań rezydentnej procedury odtwarzającej dźwięk (>=15KHz) otrzymamy po przeprogramowaniu zegara układu 8253 wyzwalającego przerwanie INT 8h linią sprzętową IRQ 0 (wydruk 3.).

```
{$M 64000,0,0 }
uses dos ,crt;
const m_c=64000;
   bi:array[0..7] of byte=(128,64,32,16,8,4,2,1);
var i ,b:byte;
  w:word;
  f:file;
  old8:pointer;
  a:array[1..m_c] of byte;
  fs:longint;
  s:string;
procedure enableirq0; { procedura zezwalająca na
          przerwanie sprzętowe IRQ0 }
var imr ,mask:byte;
begin
 mask:=254;     { ustawienie maski 11111110 }
 imr:=port[$21];  { pobranie imr z portu kontrolera 8259 }
 imr:=imr and mask; { zeruj bit maski (zezwolenie) }
 port[$21]:=imr;  { i zwróć go do kontrolera 8259 }
end;
procedure disableirq0; { procedura zabraniająca
          przerwanie sprzętowe IRQ0 }
var imr ,mask:byte;
begin
 mask:=1;      { ustawienie maski 00000001 }
 imr:=port[$21];  { pobranie imr z portu kontrolera 8259 }
 imr:=imr or mask; { ustaw bit maski (zabroń) }
 port[$21]:=imr;  { i zwróć go do kontrolera 8259 }
end;
```

```
procedure tim_init; { ustawienie trybu pracy licznika zegara }
begin
  port[$43]:=$34;
end;
procedure init_freq(f:word); { ustawienia częstotliwości jego
                działania }
begin
  port[$40]:=f;
  port[$40]:=0;
end;
procedure gen_on; { włącz głośnik na ewentualną częstotliwość
           zadaną z zegara }
begin
  port[$61]:=3 or port[$61]; { ustaw xxxxxx11 }
end;
procedure gen_off; { wyłącz głośnik }
begin
  port[$61]:=$fc and port[$61]; { ustaw xxxxxx00 }
end;
procedure wezklw; { czyść bufor klawiatury }
var z:char;
begin
  while keypressed do z:=readkey;
end;
{$F+}
procedure ontim; { rezydentna procedura obsługująca
           przerwanie INT 8h - programowanego zegara }
interrupt;
begin
  { wysyłanie bajtów po bicie od MSB do LSB }
  if (b and bi[i])<>0 then port[$61]:=3 or port[$61]
  else port[$61]:=port[$61] and $fc;
  inc(i);
  if i>7 then { zmiana bajtu }
  begin
    if w<fs then inc(w);
    b:=a[w];
    i:=0;
  end;
  port[$20]:=$20; { niespecyficzne EOI dla 8259 }
end;
{$F-}
begin { program główny }
 s:=paramstr(1); { pobierz nazwę pliku z linii poleceń }
 writeln('Ladowanie pliku : ',s);
 assign(f,s);
 reset(f,1);
 fs:=filesize(f);
 if (s='') or (fs=0) then
 begin
   writeln('Uzycie: nazwa_programu nazwa_pliku_danych'G);halt;
 end;
 if fs>m_c then fs:=m_c;
 blockread(f,a,fs);
 close(f);
 writeln('Odtworzenia pliku [',s,'] o rozmiarze ',fs,'B');
 wezklw;
 w:=1; { przygotowanie danych do wysyłania - numer bajtu danej }
 i:=0;   { numer bitu (nie położenie w bajcie) }
 b:=a[w]; { i wartość pierwszej danej }
 gen_on;
 getintvec(8,old8); { pobierz pierwotny wektor INT 8h }
 disableirq0;   { zabroń INT 8h }
 setintvec(8,@ontim); { ustaw nowy wektor INT 8h }
 tim_init;  { tryb pracy licznika }
 init_freq($48); { częstotliwość pracy zegara 8253 - około 16KHz }
 enableirq0; { zezwolenie INT 8h }
 repeat    { wysyłaj dane lub czekaj na klawisz }
 until (w>=fs) or keypressed;
 inline($fa); { blokuj przerwania }
 disableirq0; { zabroń INT 8h }
 inline($fb); { odblokuj przerwania }
 tim_init;  { rozprogramuj zegar }
 init_freq(0);
 setintvec(8,old8); { powróć z pierwotnym przerwaniem INT 8h}
 enableirq0;
 gen_off;
 wezklw;
end.
```

Wydruk 3. Program wysyłający dane na głośnik w takt przerwania sprzętowego INT 8h generowanego zegarem.

8. Uwagi końcowe

Rejestracja i odtwarzanie dźwięku na bazie komputera jest już dziedziną dość dobrze rozwiniętą. Aktualnie szerzej i prężniej rozwijają się techniki przetwarzania i wytwarzania dźwięków, a przede wszystkim mowy. Zastosowania tych technik oscylują wokół rozpoznawania i syntezowania mowy np.: w ASR (Automatic Speech Recognition). Oprócz przedstawionych prostych technik (rejestracja AC i odtwarzanie CA, metoda pomiaru częstotliwości średniej – tzw. metoda rejestracji przejść przez zero) wykorzystuje się bardziej skomplikowane sprzętowo – często wspierane transputerami techniki np.: syntezę fonemową, liniowe kodowanie predykcyjne (LPC – Linear Prediction Coding) itp..

Mirosław Gieroń

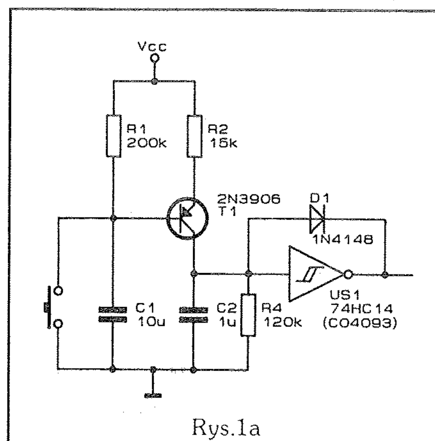
*) odnośnik 1:
arykuł powstał na bazie opracowania "Proste sposoby rejestracji odtwarzania dźwięku na komputerze IBM PC" które ukaże się w O.W. KARAT na początku grudnia 1992.

*) odnośnik 2:
schemat prostego i taniego przetwornika AC współpracującego z IBM PC przedstawiono w NOWYM ELEKTRONIKU nr 7/92 i 8/92.

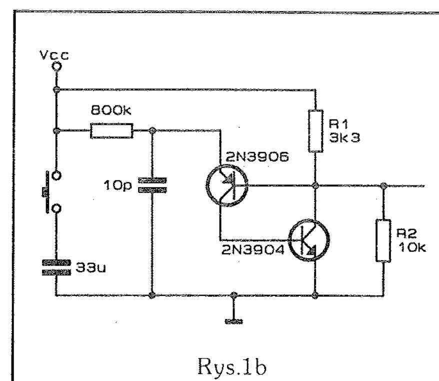
Generator drgań gasnących

Częstotliwość wyjściowa układów z Rys.1 maleje po zresetowaniu eksponencjalnie, a wreszcie zanika zupełnie.

Napięcie na kondensatorze C_1 (Rys.1a) określa prędkość z jaką tranzystor T_1 ładuje kondensator C_2. Po restarcie, niskie napięcie kondensatora C_1 powoduje, że tranzystor T_1 ładuje C_2 szybko. Gdy napięcie na kondensatorze C_2 osiągnie próg przerzutu przerzutnika Schmitta, zmieni on swój stan, powodując rozładowanie tego kondensatora. Przy naładowanym C_1, ładowanie C_2 trwa dłużej, co wydłuża okres na wyjściu. Równanie zależności częstotliwości od czasu jest następujące:



Rys.1a



Rys.1b

$$f=(V_{CC}/exp(t/R_1C_1)-0.7V)/(V_{TH}-V_{TL})/R_2C_2$$

gdzie V_{TH} i V_{TL} są odpowiednio wysokim i niskim progiem przerzutu

przerzutnika Schmitta. Czas oscylacji wynosi:

$$t_{osc}=R_1C_1 \ln(V_{cc}/0.7V)$$

Dla elementów jak na Rys.1a początkowa częstotliwość wynosi ok. 280Hz, a drgania zatrzymują się po ok. 3.9s. Przez rezystor R_4 płynie pewien prąd spoczynkowy tranzystora T_1 i diody D_1. W przeciwnym razie układ oscylowałby wolno nawet po zatrzymaniu.

Układ z Rys.1b działa analogicznie. Para komplementarna tranzystorów tworzy przerzutnik Schmitta, którego progi przerzutu ustalają oporniki R_1, R_2.

Opracowano na podstawie: EDN 3/92

Robert Krzysztofek

Źródła napięcia odniesienia w stabilizowanych zasilaczach regulowanych

Konstruując stabilizowany zasilacz regulowany wysokiej klasy należy starannie dobrać lub zaprojektować źródło napięcia odniesienia, od którego w stopniu decydującym zależy stabilność napięcia wyjściowego. Zmiany temperatury, prądu obciążenia oraz napięcia zasilania mają główny wpływ na dryf napięcia odniesienia. Szczególnie pod tym kątem przeprowadzę dalsze rozważania dokonując przeglądu scalonych źródeł napięcia odniesienia oferowanych przez firmę MAXIM oraz przedstawiając źródło napięcia odniesienia zbudowane w oparciu o skompensowane termicznie diody referencyjne firmy Vigo Sensor z Torunia.

Tabela 1

symbol	V_0	$\Delta V_0/\Delta T$	$\Delta V_0/\Delta I_0$	$\Delta V_0/\Delta Vi$	ΔV_0	I_0	uwagi
	V	ppm/°C	µV/mA	µV/V	+/- mV	mA	
MAX670	10	3	20	100	2.5	10	
MAX671	10	1	10	50	1.0	10	
AD580	2.5	10	10mV	1..3mV	10	10	Vi; 4.5..7V I_0; 0..10mA
AD581	10	5	500	1mV	5	10	Vi; 12.5..15V
AD584	10; 7.5 5; 2.5	5	50ppm/mA	0.002%/V	5	10	Vi; 15V..30V I_0; 0..5mA
AD2700	10	3	50	100	2.5	10	
AD2710	10	1	50	100	1.0	10	
AD2701	-10	2	50	100	2.5	10	
REF01E	10	8.5	0.008%/mA	0.01%/V	30	10	Vi; 13..33V I_0; 0..10mA
REF01HP	10	25	0.01%/mA	0.01%/V	50	10	Vi; 13..33V I_0; 0..10mA
EF02E	5	8.5	0.01%/mA	0.01%/V	15	10	Vi; 8..33V I_0; 0..10mA
REF02HP	5	25	0.01%/mA	0.01%/V	25	10	Vi; 8..33V I_0; 0..10mA

W Tabeli 1 zestawione są ważniejsze parametry omawianych źródeł napięcia odniesienia.

Zaprezentowane dane obowiązują przy napięciu zasilania Vi = 15V, w temperaturze otoczenia Ta = 25°C, z wyjątkiem sytuacji, które zaznaczono w uwagach.

V_0 – napięcie odniesienia
$\Delta V_0/\Delta T$ – temperaturowy współczynnik zmian napięcia odniesienia
$\Delta V_0/\Delta I_0$ – oporność wyjściowa źródła napięcia odniesienia
$\Delta V_0/\Delta Vi$ – współczynnik niestabilności napięcia odniesienia w funkcji zmian napięcia zasilania
ΔV_0 – produkcyjny rozrzut napięcia odniesienia
I_0 – prąd obciążenia

W tabeli nie uwzględniono długoczasowej zmiany napięcia odniesienia.

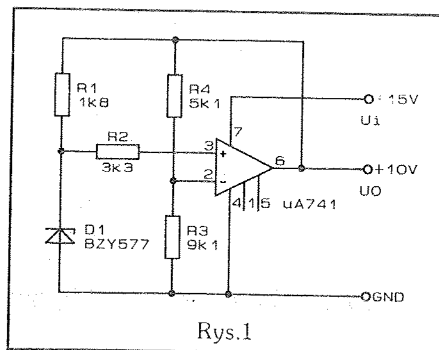
Całkowita odchyłka napięcia odniesienia jest równa sumie odchyłek pochodzących od zmieniających się składników.

Zmianę napięcia odniesienia, spowodowaną opornością wyjściową, można zminimalizować konstruując zasilacz tak, aby źródło było obciążone niezmiennym prądem. Natomiast dryf napięcia odniesienia pochodzący od niestabilności napięcia zasilania można zmniejszyć stabilizując napięcie zasilające. Rozrzut napięcia odniesienia, który powstaje przy produkcji diody należy uwzględnić podczas projektowania i uruchomiania zasilacza.

Zmniejszenie dryfu temperaturowego można uzyskać umieszczając układ scalony w oddaleniu od elementów wydzielających ciepło. W przypadku niezadawalających wyników należy wybrać źródło napięcia odniesienia o mniejszym temperaturowym współczynniku zmian napięcia odniesienia. Trzeba jednak wystrzegać się przesady z uwagi na, wzrastające wraz z redukcją współczynnika, koszty.

Jak wspomniałem, innym rozwiązaniem jest budowa źródła napięcia odniesienia w oparciu o skompensowaną temperaturowo diodę referencyjną oraz wzmacniacz operacyjny. Schemat ideowy projektowanego źródła przedstawia Rys.1. Wzmacniacz operacyjny pracuje w układzie nieodwracającym. Istnieje szereg czynników wpływających na stabilność projektowanego źródła, które kolejno przedstawię.

Istotnym czynnikiem jest dobór diody referencyjnej. Proponuję diodę BZY577. Należy ona do rodziny



Rys.1

pięcie jest stabilizowane) przez rezystor R_1 = 1.8kΩ. Projektowane źródło ma napięcie wyjściowe 10V, stąd wynika wartość rezystora dla zapewnienia prądu diody 2mA. Wobec stałości prądu diody, zmiany wejściowego napięcia wzmacniacza operacyjnego, pochodzące od dynamicznej oporności diody, nie występują. Związaną z opornością dynamiczną, odchyłkę napięcia

$$\Delta Uz = Iz * rz;$$

Iz – prąd diody (w naszym przypadku 2mA), rz – oporność dynamicz-

gdzie αUz – temperaturowy współczynnik stabilizacji napięcia, ΔT – zakres zmian temperatury. Dla R_3 =9.1kΩ, R_4 = 5.1kΩ, ΔT = 40°C, oraz diody BZY577, ΔU_0 wynosi około 14.2mV.

Dryf wyjściowego napięcia wzmacniacza operacyjnego pochodzący od zmiany napięcia zasilania wynosi

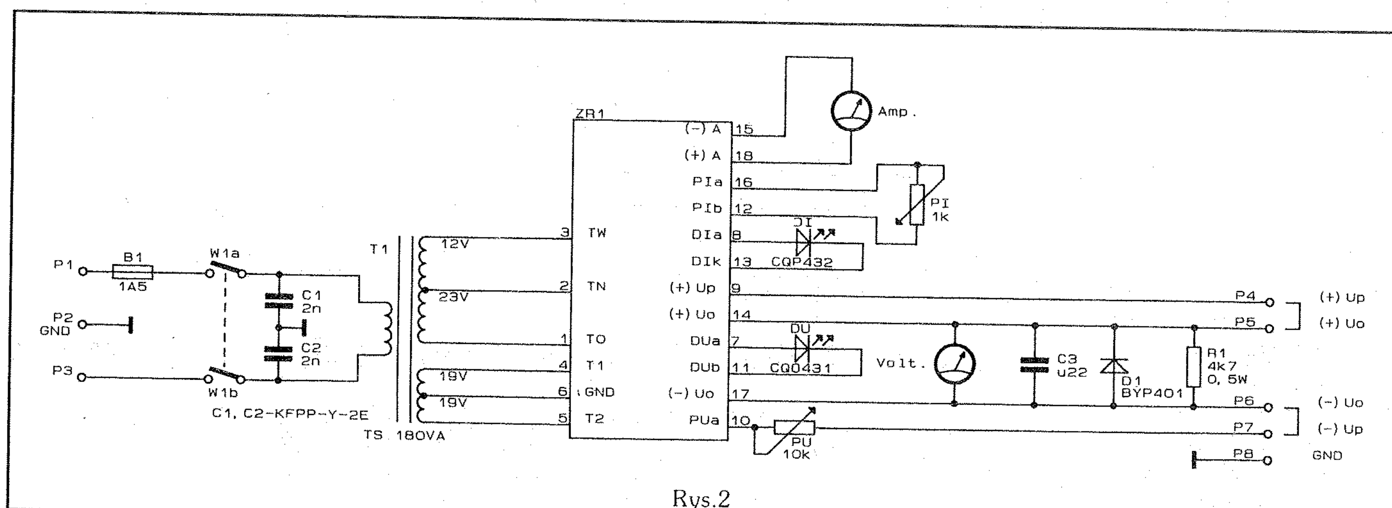
$$\Delta U_0 = \Delta Ui * PSRR * (R_3 + R_4)/R_3$$

Dla przyjętych wartości oporności oraz PSRR = 150μV/V dla μA741, przy wahaniu napięcia zasilania o 1V, ΔU_0 wynosi około 0.42mV.

Dryf napięcia wyjściowego wzmacniacza operacyjnego pochodzący od temperaturowej zmiany prądu niezrównoważenia wzmacniacza wynosi

$$\Delta U_0 = R_2 * \Delta Ib * \Delta T;$$

gdzie ΔIb – temperaturowy współ-



Rys.2

diod BZY506 – BZY594 o napięciu Uz = 6.4V, skompensowanym temperaturowo w zakresie 0..75°C. Prąd roboczy wybranej diody wynosi 2mA, oporność dynamiczna maksymalna 50Ω, temperaturowy współczynnik stabilizacji napięcia 25ppm/°C. Wybór diody jest kompromisem pomiędzy ceną, a parametrami. Diody o prądzie 2mA mają temperaturowe współczynniki stabilizacji napięcia równe 50, 20, 10, 5ppm/°C. Aby wykorzystać właściwości diody należy zapewnić stałość prądu płynącego przez diodę. Dlatego dioda zasilana jest z wyjścia wzmacniacza (na którym na-

na diody, oraz napięcie rozrzutu produkcyjnego diody można skompensować dobierając wzmocnienie wzmacniacza.

Napięcie wyjściowe projektowanego źródła można wyliczyć z zależności

$$U_0 = Uz * (R_3 + R_4)/R_3$$

Przy stałym prądzie diody czynnikiem wpływającym na dryf Uz jest głównie temperatura. Zatem dryf napięcia wyjściowego projektowanego źródła wyniesie

$$\Delta U_0 = \alpha Uz * Uz * \Delta T (R_3 + R_4)/R_3;$$

czynnik zmiany prądu niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego. R_2 obliczamy ze znanej zależności dla zminimalizowania wpływu prądu niezrównoważenia wzmacniacza

$$R_2 = (R_3 * R_4)/(R_3 + R_4)$$

Dla R_2 = 3.3kΩ, ΔIb = 10nA/°C, ΔT = 40°C, dryf napięcia wyjściowego wynosi około 0.16mV.

Dryf napięcia wyjściowego powiązany z cieplnym współczynnikiem wejściowego napięcia niezrównoważenia wynosi

$$\Delta U_0 = \Delta U_t * (R_3 + R_4)/R_3,$$

gdzie ΔUt – cieplny współczynnik wejściowego napięcia niezrównoważenia. Dla ΔUt = 7μV/°C oraz ΔT = 40°C, dryf napięcia wyjściowego wynosi około 1.43mV.

Całkowity dryf napięcia wyjściowego jest sumą obliczonych składników i wynosi 16.21mV. Decydującą pozycją w sumie jest dryf napięcia pochodzący od diody referencyjnej. Stąd wynika konieczność jej starannego doboru. Gdyby zastosować diodę BZY579 o współczynniku 5ppm/°C, dla tych samych pozostałych warunków, zmiany napięcia diody w funkcji temperatury zmniejszą się z 14.2mV do 3.55mV.

Tak zaprojektowane źródło napięcia odniesienia pracuje w zasilaczu 0..30V/0..4A, którego schemat aplikacyjny przedstawiony jest na Rys.2. Potencjometr P_I służy do regulacji prądu, P_U do regulacji napięcia. Dioda D_I wskazuje, że stabilizowany jest prąd, a D_U, że napięcie. Inne szczegóły zasilacza opiszę w dalszych numerach NE.

Literatura:

1 M.Korzeniowski, B.Major, J.Paradowski, B.Wełniak: Diody referencyjne skompensowane temperaturowo. Elektronizacja, 1990, nr 1.

2 MAXIM Data Converters and Voltage References 1987

Andrzej Dębski

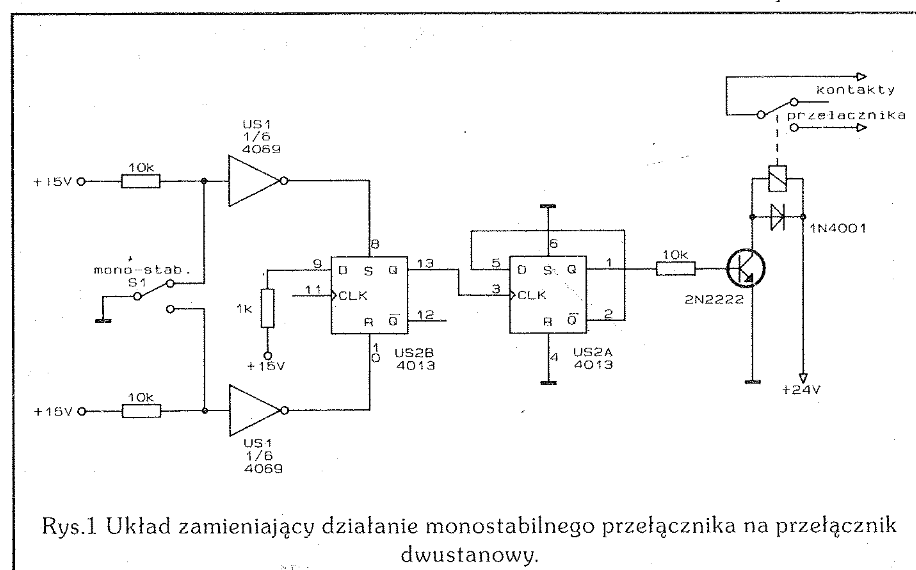
Zamiana wyłącznika monostabilnego na bistabilny

Niejednokrotnie podczas naprawy lub usprawniania starego sprzętu elektrycznego, bądź mechanicznego, spotykamy uszkodzony wyłącznik przyciskowy urządzenia. Jeżeli jest to przyciskowy wyłącznik guzikowy pracujący jako wyłącznik dwustanowy to możemy mieć problem ze znalezieniem takiego samego przełącznika, działającego jak ten poprzedni tzn. pierwsze przyciśnięcie włącza, drugie wyłącza itd. Oczywiście ze względów estetycznych nie bierzemy pod uwagę przeróbek mechanicznych obudowy w celu zainstalowania wyłącznika o innych gabarytach. Wykorzystamy przycisk chwilowy, który na pewno nie został uszkodzony. Możemy usunąć całą mechanikę z wyłącznika guzikowego, tak aby pozostał tylko przycisk chwilowy. Dokładając pewien bardzo prosty układ spowodujemy, że cały wyłącznik będzie działał jak poprzednio tzn. kolejne przyciśnięcia będą kolejno włączać i wyłączać. Cały układ takiego rodzaju przedstawia Rys.1.

Tabela 1

Tablica prawdy przerzutnika CMOS 4013 (odpowiednik MCY 74013N)

wejście zegarowe CL	wejście D	wejście gaszące Reset	wejście zapalające Set	wyjście proste Q	wyjście zanegowane $\overline{Q}$
↑	0	0	0	0	1
↑	1	0	0	1	0
↓	x	0	0	Q	$\overline{Q}$
x	x	1	0	0	1
x	x	0	1	1	0
x	x	1	1	–	–



Rys.1 Układ zamieniający działanie monostabilnego przełącznika na przełącznik dwustanowy.

Działanie wyłącznika

Przycisk monostabilny S_1 w stanie swobodnym wymusza "0" na wejściu inwertera 4069. Wyjście tego inwertera połączone jest do wejścia zapalającego Set pierwszego przerzutnika D– 1/2 4013. W chwili spoczynku S_1, stan Q przerzutnika jest równy "1". Przyciśnięcie wyłącznika S_1 spowoduje wygenerowanie na wyjściu Q takiej sekwencji "1"→"0"→"1". Drugi z przerzutników zlicza dodatnie zbo-

cza na wyjściu Q pierwszego przerzutnika, czyli każde przyciśnięcie i zwolnienie przycisku S_1 spowoduje zmianę stanu Q na przeciwną w drugim przerzutniku. Widać stąd, że drugi przerzutnik transformuje pracę monostabilnego wyłącznika S_1 na dwustabilne stany swojego wyjścia Q. Wyjście to steruje bazę tranzystora T_1, który może poprzez cewki przekaźnika sterować włączaniem urządzeń.

Ogólnie tranzystor T_1 służy w tym układzie do transformowania poziomu napięcia na wyższy, poprzez przekaźnik.

Jeżeli obydwa wejścia Set i Reset będą równe ˝0˝, wówczas przerzutnik 4013 zachowuje swój stan poprzedni – Tabela 1. Układy inwerterów są konieczne aby zapobiec przypadkowym przełączeniom. Jeżeli nie byłoby inwerterów 4069 to w momencie przełączania (tzn. w chwili, gdy żaden zestyk nie byłby zwierany do masy) na obu wejściach Set i Reset pojawiłby się stan ˝1˝. Według tabeli prawdy dla układu 4013 stan taki jest stanem niedozwolonym, ze względu na to, że jest to stan niestabilny przerzutnika. W tym stanie wyjście Q nie da się określić. Zatem mogłoby to spowodować przypadkowe przełączenia – inwertery zatem zapobiegają pojawieniu się na wejściach Set i Reset równocześnie stanu ˝1˝.

Opracowano na podstawie:
Electronic Design 15/1991

Aleksander Rode

Kalibrator kwarcowy

Pomimo coraz większego rozpowszechnienia cyfrowych mierników częstotliwości, kalibratory kwarcowe nadal znajdują zastosowanie jako proste urządzenia do szybkiego określania częstotliwości odbieranego sygnału w urządzeniach radiowych, co jest szczególnie ważne dla krótkofalowców.

Opisany poniżej kalibrator wytwarza sześć podstawowych częstotliwości, które można wybierać za pomocą przełącznika.

Generator kwarcowy został zbudowany w oparciu o układ scalony TTL UCY7400.

Sygnał z generatora kwarcowego o częstotliwości 10MHz wchodzi do licznika UCY74192. Po podziale przez 5 w pierwszej części układu 74192 sygnał jest dzielony przez 2 w następnej części tegoż układu.

W ten sposób po przejściu przez pierwszy licznik, częstotliwość generatora jest podzielona przez 10.

W następnym liczniku 74192 podział częstotliwości sygnału odbywa się analogicznie jak w pierwszym.

Wyjściowa częstotliwość z drugiego licznika jest jeszcze dzielona przez 10 w układzie UCY7490.

Mamy więc do dyspozycji 6 częstotliwości, które wchodzą na kolejne wejścia multipleksera UCY74151.

Wybór żądanej częstotliwości odbywa się przełącznikiem obrotowym poprzez podanie logicznego zera na odpowiednie wejścia sterujące multipleksera.

Kalibrator wytwarza następujące częstotliwości: 10MHz, 5MHz, 1MHz, 500kHz, 100kHz i 10kHz.

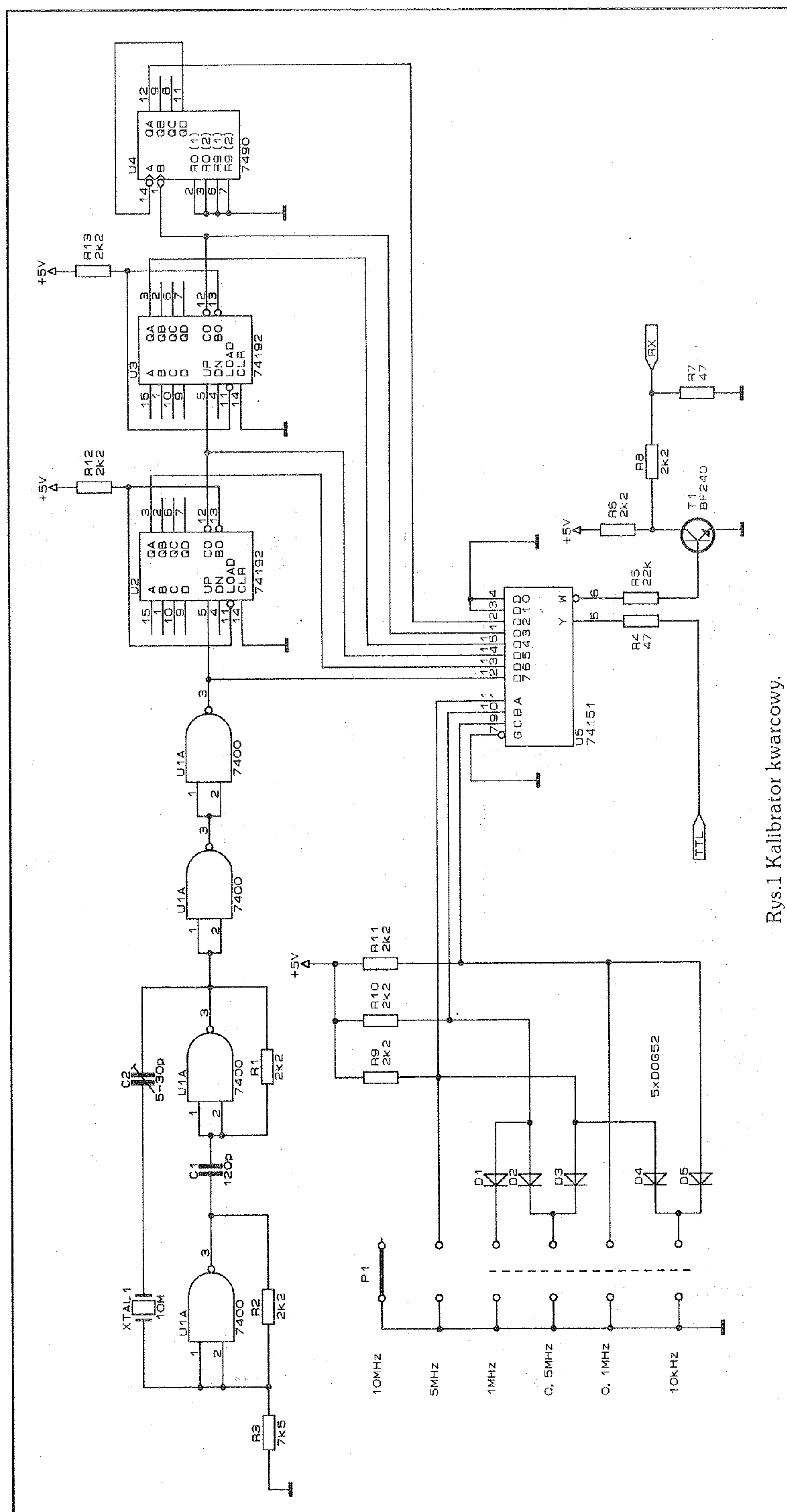
Urządzenie posiada dwa wyjścia. Pierwsze bezpośrednie z multipleksera o poziomie sygnału TTL może służyć do sterowania wobulatora dla otrzymania znaczników częstotliwości.

Drugie wyjście o poziomie sygnału rzędu 40mV może służyć do strojenia odbiorników radiowych, wyszukiwania granicy pasm amatorskich itp.

Użyteczne harmoniczne tego wyjścia są słyszalne w paśmie UKF CCIR/OIRT, a nawet w dwumetrowym paśmie amatorskim.

Do zasilania układu potrzebny jest stabilizator o napięciu 5V i wydajności prądowej 200mA.

Jerzy Sapa



Rys.1 Kalibrator kwarcowy.

Katalog tranzystorów b. ZSRR (ciąg dalszy)

Tranzystory bipolarne
Tabela 2
Tranzystory N–P–N, małej mocy, niskiej częstotliwości.

TYP	Ic mA	Ucer V	Ucbo V	Uebo V	Pcmax/T mW/°C	β	Fgr MHz
КТ302А	10	15	15	4	100/35	110-250	-
КТ302Б	10	15	15	4	100/35	90-150	-
КТ302В	10	15	15	4	100/35	110-250	-
КТ302Г	10	15	15	4	100/35	200-800	-
МП101А	20	10	10	10	150/75	10-30	0.5
МП102	20	10	10	10	150/75	15-45	0.5
МП103	20	10	10	10	150/75	15-45	1
МП103А	20	10	10	10	150/75	10-30	1
МП111А	20	10	10	5	150/70	10-30	0.5
МП112	20	10	10	5	150/70	15-45	0.5
МП113	20	10	10	5	150/70	15-45	1
МП9А	20	15	15	15	150/55	15-45	1
МП10	20	15	15	15	150/55	10-30	1
МП11	20	15	15	15	150/55	22-55	2
МП11А	20	15	15	15	150/55	45-100	2
МП35	20	15	15	-	150/55	13-125	0.5
МП36А	20	15	15	-	150/55	15-45	1
МП37	20	15	15	-	150/55	15-30	1
МП38	20	15	15	-	150/55	25-55	2
МП38А	20	15	15	-	150/55	45-100	2
МП101	20	20	20	20	150/75	10-25	0.5
МП101Б	20	20	20	20	150/75	15-45	0.5
МП111	20	20	20	5	150/70	10-25	0.5
МП111Б	20	20	20	5	150/70	15-45	0.5
ГТ122Б	20	20	20	-	150/55	15-45	1
ГТ122В	20	20	20	-	150/55	30-60	2
ГТ122Г	20	20	20	-	150/55	30-60	2
МП10А	20	30	30	30	150/55	15-30	1
МП10Б	20	30	30	30	150/55	25-50	1
МП37А	20	30	30	-	150/55	15-30	1
МП37Б	20	30	30	-	150/55	25-50	1
ГТ122А	20	35	35	-	150/55	15-45	1
ТМ3А	50	15	15	10	75/25	18-55	1
М3А	50	15	15	10	75/25	18-55	1
2Т127А-1	50	25	25	-	15/70	15-60	0.1
2Т127Б-1	50	25	25	-	15/70	40-200	0.1
КТ127А-1	50	25	25	-	15/70	15-60	0.1
КТ127Б-1	50	25	25	-	15/70	40-200	0.1
2Т127В-1	50	45	45	-	15/70	15-60	0.1
2Т127Г-1	50	45	45	-	15/70	40-200	0.1
КТ127В-1	50	45	45	-	15/70	15-60	0.1
КТ127Г-1	50	45	45	-	15/70	40-200	0.1
ГТ404А	500	25	-	-	300/25	30-80	1
ГТ404Б	500	25	-	-	300/25	60-150	1
ГТ404В	500	40	-	-	300/25	30-80	1
ГТ404Г	500	40	-	-	300/25	60-150	1

Witold Wrotek

c.d.n.

Ogłoszenia drobne

STEROWNIKI węży dyskotekowych, 200 kombinacji. Informacje, koperta zwrotna + znaczek. ''VOLT-S'', ul. Malborska 88/24, 82-300 ELBLĄG. D-111

KUPIMY ZŁĄCZA KRAWĘDZIOWE LDB-1÷3. Płacimy równowartość 6÷8$ - sztuka. Zakupimy złomowane urządzenia zawierające złącza LDB - np. systemu ''ODRA''. Warszawa tel. 29-81-53 poniedziałki godz. 10÷12, 19÷21. D-327

Sprzedam wobuloskop. Wrocław, tel. 57-16-20 po 18.00. D-378

Schematy zachodnich wzmacniaczy gitarowych, efektów. Informacje - koperta zwrotna. Stanisław Gogol,ul. Wyzwolenia 12, 43-265 KRYRY. D-388

PRZYRZĄDY DO REAKTYWACJI KINESKOPÓW wykonuje REWO-Elektronika, skr. poczt. 449, 00-950 Warszawa. Informacje po nadesłaniu koperty zwrotnej. D-392

TRANSET - zestawy do samodzielnego montażu przystawki zmieniającej telewizor w oscyloskop, tunera SAT, wykrywaczy metali z dyskryminacją itp. Informacja - koperta + znaczki na list polecony. 58-550 Karpacz, Szkolna 2. D-395

Skale częstotliwości CMOS do transceiverów z fp = 9MHz i fp = 10.7MHz, oraz częstościomierze na ICM7226B. Informacje: koperta + znaczek. Krzysztof Ryszewski ul. 3-go Maja 74/19 07-300 Ostrów Mazowiecka. D-402

Wykrywacz metali. Alarm mieszkaniowy. Zestawy do samodzielnego montażu. Informacje gratis kopertą zwrotną. Sylwester Królak, 75-337 Koszalin, ul. K.Wyki 19/6. D-403

Układy redukcji szumów DBX do magnetofonów (opis AV 12/92) oferuje ZEAV 42-450 Łazy skr. poczt. 58. D-409

TRANSET - zestawy do samodzielnego montażu rewelacyjnych wykrywaczy metali, przystawki zmieniającej telewizor w wielokanałowy oscyloskop, tunera TV-SAT itp. Informator - koperta + znaczki na list polecony. 58-500 Karpacz 3, Szkolna 2. D-404

Rewelacyjny wykrywacz przewodów i rur metalowych w ścianie (również nieżelazne). Ergonomiczna obudowa, LED, 6F22, małe wymiary, 33000zł/szt. + koszty. EXALT 06-500 Mława ul. Platynowa 20 tel. 2499 D-412

AUTO-REVERSE w magnetofonach MDS 442, MDS 4422 wysyłam uruchomiony układ z opisem do samodzielnego podłączenia. Informacje 14-420 Młynary ul. Rynek 4/3 D-413

CW, RTTY - schemat mikroprocesorowego odbiornika-nadajnika sprzedam. Tekst wyświetlany jest na TV. Schematy CB ''ALAN'' 87, 28. Informacje koperta i znaczek. SKR. 12 34-350 Węgierska Górka. D-414

Kupię płyty gramofonowe z nagraniami orkiestry Maxa Gregera. Bogdan Frynka ul. Biedrzyckiego 19/5 60-272 Poznań. D-415

Wysyłkowa sprzedaż części elektronicznych. Tanio i szybko. Szeroki wybór (głośniki, diody LED, płytki drukowane i wiele innych). Informacja. Koperta i znaczek. ''HOBBITA'' 66-443 Murzynowo ul. Kościelna 34. D-416